



特許願

(2000円)

昭和 49 年 4 月 10 日

特許庁長官

青木英雄 殿

発明の名称

同期整流回路

発明者 埼玉県越谷市大字大里 241番地 13

北川英雄

特許出願人

特  
49.

東京都港区芝浦 1 丁目 5 番 6 号  
 日本電気計器検定所  
 代表者 鶴野泰久

代理人 (郵便番号 100)  
 東京都千代田区丸の内三丁目 2 番 3 号  
 [電話東京(211)2321 大代表]  
 4230 弁理士 猪股清  
 (ほか 2 名)

## 明細書

発明の名称 同期整流回路

## 特許請求の範囲

被測定電圧と基準電圧との差電圧を同期整流により前記基準電圧に対する同相成分と直角成分とに分解するものにおいて、前記差電圧のうち前記基準電圧が正である区間の積分値と負である区間の積分値との差として与えられる第 1 の出力電圧を取り出すと共に、前記基準電圧の 1 周期を、 $m$  を正の整数として、 $m$  等分し、その等分点を両端零点を含めて  $a_0, a_1, \dots, a_{m-1}, a_m = b_m$  ( $= \frac{1}{2}$  点),  $b_{m-1}, \dots, b_1, b_0 = c_0$  ( $= \pi$  点),  $c_1, \dots, c_{m-1}, c_m = d_m$  ( $= \frac{3}{2}\pi$  点),  $d_{m-1}, \dots, d_1, d_0$  ( $= 2\pi$  点) とするとき、前記差電圧の  $a_1 \sim b_1$  区間の積分値と  $c_1 \sim d_1$  区間の積分値との差の  $2 \cos \frac{\pi}{2m}$  倍、 $a_2 \sim b_2$  区間の積分値と  $c_2 \sim d_2$  区間の積分値との差の  $2 \cos \frac{2\pi}{2m}$  倍、 $\dots$  及び  $a_{m-1} \sim b_{m-1}$  区間の積分値と  $c_{m-1} \sim$

⑯ 日本国特許庁

## 公開特許公報

⑩ 特開昭 50-133423

⑪ 公開日 昭 50. (1975) 1022

⑫ 特願昭 49-40593

⑬ 出願日 昭 49. (1974) 4. 10

審査請求 未請求 (全 6 頁)

庁内整理番号

7254 52

⑭ 日本分類

56 D01

⑮ Int. Cl<sup>2</sup>

H02M 7/04

$d_{m-1}$  区間の積分値との差の  $2 \cos \frac{\pi}{2m}$  倍の各電圧を前記第 1 の出力電圧に加え合わせることにより、 $a_{m-1}$  次以外の高調波による影響を除去するようにしたことを特徴とする同期整流回路。

## 発明の詳細な説明

本発明は、被測定電圧と基準電圧との差電圧を同期整流により前記基準電圧に対する同相成分と直角成分とに分解する同期整流回路に関するものである。

変成器比較試験装置やコンデンサ試験装置のように、被測定電圧と基準電圧との差電圧を同期整流により基準電圧に対する同相成分と直角成分とに分解し、変成器の比誤差またはコンデンサの容量差と、その誤差位相角または誘電体正接とを直示させるようにした装置は既に提案されている。

計器用変圧器の比較試験装置を例にとって説明すれば次のようである。

計器用変圧器の比較試験装置においては、被試験変圧器と標準変圧器の各一次側を試験電源に並

列に接続し、両変圧器の二次誘起電圧間の差電圧及びその位相角から被試験変圧器の比誤差を求め、それを位相角と共に直示させるようにしている。いま被試験変圧器の二次誘起電圧を  $\dot{V}_x$  とし、標準変圧器のそれを  $\dot{V}_s$ 、位相角を  $\theta$  とすれば、電圧  $\dot{V}_x$  及び  $\dot{V}_s$  はその波高値をそれぞれ  $V_x$  及び  $V_s$  として、

$$\dot{V}_x = V_x \sin \omega t \quad (1)$$

$$\dot{V}_s = V_s \sin(\omega t + \theta) \quad (2)$$

で表わされ、また比誤差  $\epsilon$  は、

$$\epsilon = (\dot{V}_x - \dot{V}_s) / \dot{V}_s \quad (3)$$

で表わされる。(1)式及び(2)式で表わされる両電圧の差電圧  $\Delta \dot{V}$  は、この差電圧の波高値を  $\Delta V$  とし、基準電圧  $\dot{V}_s$  に対する位相角を  $\varphi$  とすれば、

$$\Delta \dot{V} = \Delta V \sin(\omega t + \varphi) \quad (4)$$

となる。一般に  $\theta$  は小さな値であるため、第1図に示すように、差電圧  $\Delta \dot{V}$  を基準電圧  $\dot{V}_s$  と同相

$$\Delta \dot{V} = \sum_{n=1}^{\infty} \Delta V_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (5)$$

と表わすことができる。従つて(5)式の同相分  $\dot{V}_s$  は、この(5)式を適用して、

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \Delta V_n \left( \int_0^{2\pi} \sin(n\omega t + \varphi_n) d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. - \int_{-\pi}^{\pi} \sin(n\omega t + \varphi_n) d(\omega t) \right) \\ &= \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{\Delta V_n}{n} \cos \varphi_n \right) \\ &\quad (\text{ただし } n \text{ は奇数のみ}) \quad (6) \end{aligned}$$

となり、奇数次の高調波分が測定誤差となる。

従来は差電圧  $\Delta \dot{V}$  をフィルタ回路を通すことによつてその高調波成分を除去するようにしてきたが、フィルタ回路は  $Q$  を高くするほどわずかの周波数変動に対しても位相推移が大きく、試験電源の周波数を予め定められた周波数値に厳密に保持する必要があるという欠点があつた。

特開昭50-133423(2)  
の同相成分  $\dot{V}_s$  とこれに直角な直角成分  $\dot{V}_s'$  とに分解し、

$$\dot{V}_s = \Delta V \cos \varphi \equiv c \cdot \dot{V}_s \quad (5)$$

$$\dot{V}_s' = \Delta V \sin \varphi \equiv s \cdot \dot{V}_s \quad (6)$$

として求めるようしている。この両成分  $\dot{V}_s$ 、  
 $\dot{V}_s'$  を得るために差電圧  $\Delta \dot{V}$  を基準電圧  $\dot{V}_s$  及びこれを  $90^\circ$  移相した電圧で同期整流している。

ところが、変成器はその鉄心の磁化特性などにより二次誘起電圧に高調波成分を含んで立む場合が多い。二つの電圧の差をとつた場合、一般に、基本波成分については求めるべき差電圧分が現われるが、高調波分は打ち消されることなくもとの電圧がそのまま残つて加え合わされるため、差電圧中に含まれる高調波成分の割合はもとの電圧のそれよりも大きくなり、測定誤差が助長されることになる。

差電圧  $\Delta \dot{V}$  における第  $n$  次高調波の最大値及び基本波に対する位相角をそれぞれ  $\Delta V_n$  及び  $\varphi_n$  とすれば、差電圧  $\Delta \dot{V}$  は、

本発明はかかる点にかんがみ、可及的に高調波の影響を除去しうる同期整流回路を提供することを目的とするものである。

この目的を達成するために本発明は冒頭で述べた同期整流回路において、差電圧のうち基準電圧が正である区間の積分値と負である区間の積分値との差として与えられる第  $n$  の出力電圧をとり出すと共に、基準電圧の 1 周期を、 $m$  を正の整数として、 $\frac{m}{n}$  等分し、その等分点を両端零点を含めて  $a_0, a_1, \dots, a_{m-1}, a_m = b_m (= \frac{\pi}{2} \text{ 点})$ 、  
 $b_{m-1}, \dots, b_1, b_0 = c_0 (= \pi \text{ 点})$ 、 $c_1, \dots, c_{m-1}, c_m = d_m (= \frac{3}{2} \pi \text{ 点})$ 、 $d_{m-1}, \dots, d_1, d_0 (= 2\pi \text{ 点})$  とするとき、前記差電圧の  $a_1 \sim b_1$  区間の積分値と  $c_1 \sim d_1$  区間の積分値との差の  $2 \cos \frac{\pi}{2m}$  倍、 $a_2 \sim b_2$  区間の積分値と  $c_2 \sim d_2$  区間の積分値との差の  $2 \cos \frac{\pi}{m}$  倍、 $\dots$  及び  $a_{m-1} \sim b_{m-1}$  区間の積分値と  $c_{m-1} \sim d_{m-1}$  区間の積分値との差の  $2 \cos \frac{m-1}{2m} \pi$  倍の各電圧を前記第  $n$  の出力電圧に加え合わせることにより、 $\frac{m}{n}$  以外の高調波による影響を除去するようにした

ものである。

基準電圧  $\dot{V}_s$  の 1 周期  $0 \sim 2\pi$  の間を  $m$  等分し、その等分点を  $a_0$  及び  $2\pi$  の両端を含めて  $a_0 (=0)$ ,  $a_1, a_2, \dots, a_{m-1}, a_m = b_m (=2\pi)$ ,  $b_{m-1}, b_{m-2}, \dots, b_1, b_0 = c_0 (=0)$ ,  $c_1, c_2, \dots, c_{m-1}, c_m = d_m (=2\pi)$ ,  $d_{m-1}, d_{m-2}, \dots, d_1, d_0 (=2\pi)$  とするとき、前述の差電圧  $\Delta V$  を同期整流する場合、従来の同期整流回路では区間  $a_0 \sim b_0$  についての積分値と、区間  $c_0 \sim d_0$  についての積分値との差をとるようにしていたのであるが、この方式では誘起電圧に高調波成分を含んでいる場合に測定誤差が大きくなる原因となることは既に述べた通りである。しかるに本発明によれば、上記のようにして求めた値に、区間  $a_1 \sim b_1$  についての積分値と区間  $c_1 \sim d_1$  についての積分値との差、区間  $a_2 \sim b_2$  についての積分値と区間  $c_2 \sim d_2$  についての積分値との差、 $\dots$  及び区間  $a_{m-1} \sim b_{m-1}$  についての積分値と区間  $c_{m-1} \sim d_{m-1}$  についての積分値との差をそれぞれ加算して  $2 \cos s_p$  (ただし  $s_p$  は各積分区

$$= \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\Delta V_n}{n} \cos \varphi_n \left( / + 2 \sum_{p=1}^{m-1} \cos \frac{p\pi}{2m} \cdot \cos \frac{np\pi}{2m} \right) \right\}$$

$$= \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\Delta V_n}{n} \cos \varphi_n \left\{ / + \sum_{p=1}^{m-1} \left( \cos \frac{kp}{2m} + \cos \frac{k+1}{2m} \right) \right\} \right] \quad (10)$$

となる。

ここで  $n$  は奇数であるので、 $s, h$  という自然数を用いて、

$$n = s m g + 2 h + / \quad (0 \leq h < 2m) \quad (11)$$

とおけば、(10)式はさらに、

$$\dot{V}_s = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\Delta V_n}{n} \cos \varphi_n \left\{ / + \sum_{p=1}^{m-1} \left( \cos \frac{h}{m} p \pi \right) \right\} \right]$$

特開昭50-133423(3)  
間によつて定まる定数とする)倍したものと加算するものとする。即ち、本発明によつて求められる同相分  $\dot{V}_s$  は、

$$\begin{aligned} \dot{V}_s = & \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \Delta V_n \left[ \int_0^{\pi} \sin(n\omega t + \varphi_n) d(\omega t) \right. \\ & - \int_{\pi}^{2\pi} \sin(n\omega t + \varphi_n) d(\omega t) \\ & + 2 \sum_{p=1}^{m-1} \cos \frac{p\pi}{2m} \left\{ \int_{a_p}^{b_p} \sin(n\omega t + \varphi_n) d(\omega t) \right. \\ & \left. \left. - \int_{c_p}^{d_p} \sin(n\omega t + \varphi_n) d(\omega t) \right\} \right] \quad (9) \end{aligned}$$

と表わすことができる。

正弦関数は  $2\pi$  を周期とする周期関数であるから(9)式において偶数次の項は消え、

$$\begin{aligned} \dot{V}_s = & \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\Delta V_n}{n} \left\{ / \cos \varphi_n \right. \\ & + 2 \sum_{p=1}^{m-1} \frac{1}{n} (\cos \frac{p\pi}{2m} \cdot \cos np\pi \cdot \cos \varphi_n) \\ & \left. + \cos \frac{h+1}{m} \pi \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

となり、 $h$  が奇数なら  $(h+1)$  は偶数であり、 $h$  が偶数なら  $(h+1)$  は奇数である。そして、

$h = 0$  のとき、

$$\begin{aligned} \sum_{p=1}^{m-1} \cos p\pi &= m-1 \\ \sum_{p=1}^{m-1} \cos \frac{p\pi}{m} &= \cos \frac{1}{m}\pi + \cos \frac{2}{m}\pi + \dots \\ & + \cos \left( \pi - \frac{2}{m}\pi \right) + \cos \left( \pi - \frac{1}{m}\pi \right) \\ &= \cos \frac{\pi}{m} - \cos \frac{\pi}{m} + \cos \frac{2}{m}\pi \\ & - \cos \frac{2}{m}\pi + \dots \\ &= 0 \quad (13) \end{aligned}$$

となり、 $h = -1$  のときは  $h+1 = 0$  となり、

$\cos \frac{h+1}{m}\pi = 1, \cos \frac{h}{m}\pi = 0$  となる。さらに、

$b = 3r$  のとき、

$$\sum_{p=1}^{m-1} \cos \frac{2r}{m} p\pi = \sum_{p=1}^{m-1} \cos \frac{2}{m} p\pi - 1 = -1 \quad \dots \dots \dots (4)$$

$b = 2s + 1$  のとき、

$$\begin{aligned} \sum_{p=1}^{m-1} \cos \frac{2s+1}{m} p\pi &= \cos \frac{2s+1}{m} \pi + \cos \frac{2s+1}{m} 2\pi \\ &\quad + \dots + \cos \frac{2s+1}{m} (m-1)\pi \\ &= \cos \frac{2s+1}{m} \pi + \cos \frac{2s+1}{m} (m-1)\pi \\ &\quad + \cos \frac{2s+1}{m} 2\pi + \cos \frac{2s+1}{m} (m-2)\pi \\ &\quad + \dots \\ &= \cos \frac{2s+1}{m} \pi - \cos \frac{2s+1}{m} \pi \\ &\quad + \cos \frac{2s+1}{m} \pi - \cos \frac{2s+1}{m} \pi \\ &\quad + \dots \\ &= 0 \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (5)$$

に多く含まれていることはないからそれを  $\frac{1}{n}$  倍すれば実用上ほとんど充分な大きさに減衰される。

第2図は同期整流のための制御信号を得るための回路であつて、基準電圧  $\dot{V}_s$  を入力電源として、一つにはその入力電圧  $\dot{V}_s$  を零レベルで切つて正負を判別し、その正の半サイクルを矩形波信号電圧  $S_s$  として得る信号波形整形回路  $A_1$  が設けられる。第3には基準電圧  $\dot{V}_s$  をコンデンサ  $C$  を通すことによつて  $90^\circ$  進ませた電圧  $\dot{V}'_s$  を零レベルで切つて正負を判別し、その正の半サイクルを矩形波信号電圧  $S_g$  として得る信号波形整形回路  $A_2$  が設けられる。第3には基準電圧  $\dot{V}_s$  を両波整流する回路  $A_3$  と、その両波整流電圧  $\dot{V}_p$  の波高値の  $\sin \frac{2}{f} \pi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  のレベルで切つて、それより高い値の部分を矩形波信号電圧  $S_p$  として得る回路  $A_4$  とから成る信号波形整形回路  $A_5$  が設けられる。これら各電圧の位相関係を第4図に示す。

第3図は同期整流回路を示すものである。この回路は、被測定電圧  $\dot{V}_x$  と基準電圧  $\dot{V}_s$  との間の差電圧  $\Delta \dot{V}$  から本発明に従つて基準電圧  $\dot{V}_s$  に對

特開昭50-133423(4)  
となる。従つて、(2)式において第2項は  $r = 0$  のときは  $-1$ 、 $r$  中のときは  $0$  となるので、結果(2)式は  $r = 0$  の場合だけが残り、

$$\dot{V}_s = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\Delta V_n}{n} \cos \varphi_n$$

(ただし  $n = 4mg \pm 1$ )  $\dots \dots \dots (6)$

となり、( $4mg \pm 1$ ) 次高調波が( $4mg \pm 1$ ) 分の  $1$  だけの大きさで影響し、他の次数の高調波は測定誤差に影響を与えないことが分かる。

直角成分  $\dot{V}_{\theta}$  についても基準電圧  $\dot{V}_s$  を  $\frac{\pi}{2}$  だけ位相を遅らせば同様である。

次に本発明の同期整流回路の一実施例を図面について説明する。

一例として  $m = 2$ 、即ち基準電圧  $\dot{V}_s$  の  $0 \sim 2\pi$  の区間を  $4m = 8$  等分した場合の同期整流について考えてみる。この場合は(6)式から分かるように電圧  $\dot{V}_s$  には第3次及び第5次の高調波は含まれず、第7次高調波がその含有量の  $\frac{1}{7}$  だけ影響することになるが、第7次高調波はもともとそんな

する同相成分  $\dot{V}_s$  と直角成分  $\dot{V}_{\theta}$  を得るものである。同相成分  $\dot{V}_s$  は、差電圧  $\Delta \dot{V}$  を信号電圧  $S_s$  で同期整流して得られる電圧  $\dot{V}_{s1}$  と、この電圧  $\dot{V}_{s1}$  を信号電圧  $S_p$  で同期整流して得られる電圧を  $\sqrt{2}$  倍にするための演算回路  $A_{11}$  の出力電圧  $\dot{V}_{s2}$  とを入力とする加算用演算回路  $A_{12}$  の出力として得られる。また直角成分  $\dot{V}_{\theta}$  は、差電圧  $\Delta \dot{V}$  を信号電圧  $S_s$  で同期整流して得られる電圧  $\dot{V}_{\theta1}$  と、この電圧  $\dot{V}_{\theta1}$  を信号電圧  $S_p$  を反転したもので同期整流して得られる電圧を  $\sqrt{2}$  倍にするための演算回路  $A_{13}$  の出力電圧  $\dot{V}_{\theta2}$  とを入力とする加算用演算回路  $A_{14}$  の出力として得られる。第3図の回路の出力電圧  $\dot{V}_s$  及び  $\dot{V}_{\theta}$  はそれぞれ第3次及び第5次高調波を含まず、 $k_1 \sim k_4$  を比例定数とすれば、 $\dot{V}_s = k_1 \Delta \dot{V} \cos \varphi = k_1 \theta$  並びに、 $\dot{V}_{\theta} = k_2 \Delta \dot{V} \sin \varphi = k_2 \theta$  となり、所望の比誤差  $\epsilon$  及び位相角  $\theta$  に比例する出力を高調波の影響をほとんど受けすことなく得ることができる。

#### 図面の簡単な説明

添附書類の目録

- |         |    |
|---------|----|
| (1) 明細書 | 1通 |
| (2) 図面  | 1通 |
| (3) 委任状 | 1通 |

前記以外の発明者、特許出願人または代理人



代理人 (郵便番号 100)  
東京都千代田区丸の内三丁目2番3号

3202 弁理士 佐藤 勇 吉

同 所

6428 同 佐藤 一 雄

同 所

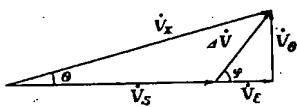
同

第 1 図は計器用変成器の誤差試験における電圧ベクトル図、第 2 図は本発明回路に用いる信号波形整形回路の一例を示す接続図、第 3 図は本発明の同期整流回路の一実施例を示す接続図、第 4 図(a), (b), (c)は第 3 図の回路の出力電圧の説明図である。

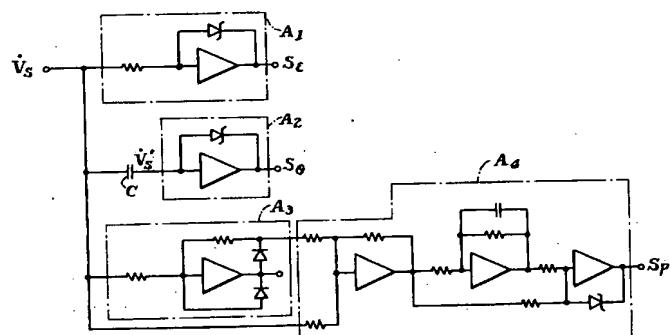
$\dot{V}_x$  … 被測定電圧、 $\dot{V}_s$  … 基準電圧、 $\Delta\dot{V}$  … 差電圧、 $\dot{V}_e$  … 同相成分、 $\dot{V}_\theta$  … 直角成分、 $\theta$  … 位相角、 $S_\epsilon$  … 同相成分同期整流用信号電圧、 $S_\theta$  … 直角成分同期整流用信号電圧、 $S_p$  … 高調波除去同期整流用信号電圧。

出願人代理人 猪股清

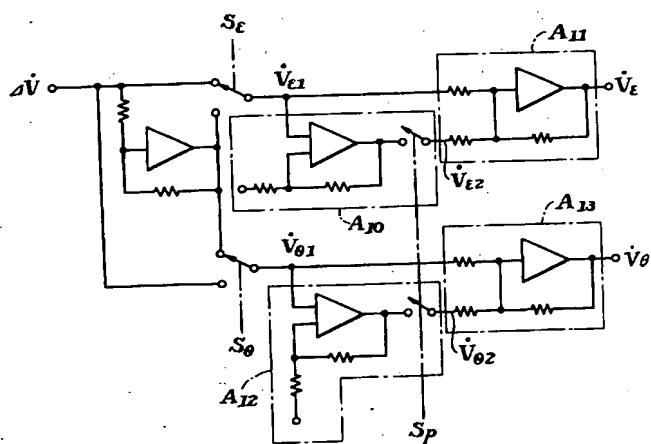
第 1 図



第 2 図



第 3 図



第 4 図

